

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-307408

(43) 公開日 平成8年(1996)11月22日

(51) Int.Cl. <sup>8</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L 7/08 27/22			H 0 4 L 7/08 27/22	A Z C

審査請求 未請求 請求項の数 9 F D (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願平8-121030

(22) 出願日 平成8年(1996)4月18日

(31) 優先権主張番号 4 2 4 9 7 4

(32) 優先日 1995年4月19日

(33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 390009597

モトローラ・インコーポレイテッド

MOTOROLA INCORPORATED

アメリカ合衆国イリノイ州シャンパーグ、  
イースト・アルゴンクイン・ロード1303

(72) 発明者 ダリウス・アンドレ・ブラシアク

アメリカ合衆国イリノイ州シカゴ、ウェスト・ローレンス・アベニュー5900

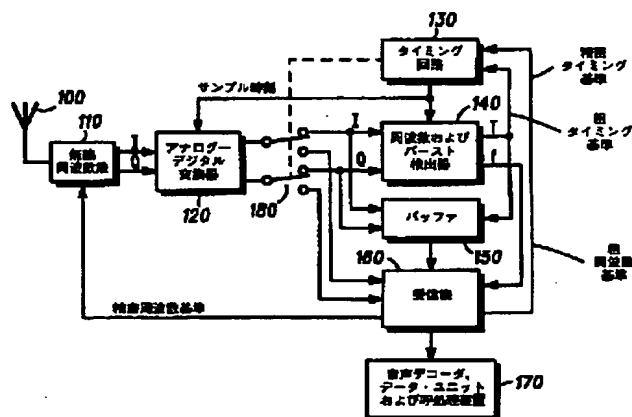
(74) 代理人 弁理士 大貫 進介 (外1名)

(54) 【発明の名称】 タイミング回復と周波数推定のための受信機およびその方法

(57) 【要約】

【課題】 受信されたバーストの周波数を迅速確実に推定して、時間的オフセットを検出することができる無線受信機を提供する。

【解決手段】 周波数およびバースト検出器 140 は、信号受信機内でバーストの位置および周波数を検出する。自己相関回路 210 は、被受信バーストの実部および虚部成分の複素共役を表す自己相関量を提供する。予測されるバーストのインパルス応答特性を有する相関フィルタ 220 が自己相関量を濾波する。ピーク検出器 230 が濾波された信号のピークを検出して、粗タイミング基準を提供する。周波数推定器 240 が、被検出ピークと相関フィルタの出力にตอบสนองして、バーストの周波数推定値を提供する。



Best Available Copy

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 被受信バーストのタイミングの回復と、周波数推定の両方を実行する無線受信機内の同期段であって：被受信バーストの自己相関列遅れの和を示す自己相関量を提供する自己相関回路（210）；予測されるバーストの大きさと期間に類似するインパルス応答を有して、前記自己相関回路（210）に動作可能に結合され、自己相関量を濾波し被濾波信号を提供する相関フィルタ（220）；前記相関フィルタに動作可能に結合され、被濾波信号のピークを検出し、粗タイミング信号を提供するピーク検出器（230）；および前記ピーク検出器と前記相関フィルタとに動作可能に結合され、被濾波信号と粗タイミング信号とに基づいてバーストの周波数を推定する周波数推定器（240）；によって構成されることを特徴とする同期段。

【請求項2】 前記相関フィルタ（220）が、有限インパルス応答フィルタによって構成され、このとき有限インパルス応答フィルタは、このフィルタのインパルス応答が予測されるバーストの大きさと期間を表すように、選択されたタップを有する請求項1記載の同期段。

【請求項3】 前記相関フィルタ（220）が、無限インパルス応答フィルタによって構成され、このとき無限インパルス応答フィルタは、このフィルタのインパルス応答が予測されるバーストの大きさと期間を表すように、選択されたタップを有する請求項1記載の同期段。

【請求項4】 前記自己相関回路（210）が、バーストを受信し、遅延されたバーストに基づいてバーストの実部および虚部の自己相関量を提供する遅延経路によって構成される請求項1記載の同期段。

【請求項5】 前記ピーク検出器（230）が、前記相関フィルタに動作可能に結合され、被濾波信号の絶対値を決定する絶対値回路によって構成される請求項1記載の同期段。

【請求項6】 前記ピーク検出器（230）が、前記絶対値回路に動作可能に結合され、被濾波信号の絶対値の最大値を選択する最大値検出器によってさらに構成される請求項5記載の同期段。

【請求項7】 前記ピーク検出器（230）が、前記絶対値回路に動作可能に結合され、被濾波信号の絶対値の形をパターン一致させるパターン一致検出器によってさらに構成される請求項5記載の同期段。

【請求項8】 前記同期段が無線受信機のRF段（110）およびアンテナ（100）によってさらに構成される請求項1記載の同期段。

【請求項9】 被受信バーストのタイミング回復と、時間的オフセットの周波数推定の両方を実行する方法であって：

（a）被受信バーストの自己相関列遅れの和を示す自己相関量を生成する（210）段階；

（b）自己相関量を濾波（220）し、予測されるバーストの大きさと期間に類似するインパルス応答を有する

フィルタを用いて被濾波信号を提供する段階；

（c）被濾波信号のピークを検出（230）し、粗タイミング信号を提供する段階；および

（d）被濾波信号と粗タイミング信号とに基づいて、バーストの周波数を推定（240）する段階；によって構成されることを特徴とする方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、信号受信機に関し、さらに詳しくは、周波数およびバースト検出器を用いてバーストのタイミングおよび周波数を検出する信号受信機に関する。

## 【0002】

【従来の技術および発明が解決しようとする課題】デジタル受信機またはレダ受信機などのパルス通信受信機は、信号を受信および解読するために、時刻基準と周波数基準の両方を求めなければならない。被受信信号内にバーストを検出して、時刻および周波数基準とすることができる。TDMA（時分割多重接続）通信システムなどのデジタル通信システムにおいては、情報のフレームが周期的に受信される。被受信フレームに関するタイミング基準は、フレーム内の決定的な位置に予測される任意のバーストを検出することによって求めることができる。たとえば、フレームの最初またはその他の位置に起こるバーストを検出して、被受信信号を解読するための時刻基準とすることができる。バーストが検出されると、そのフレームまたは被受信信号の他の部分から情報を引き出すことができる。この情報を用いて、その後のフレームのタイミングを求めることもできる。情報を検出して、受信機のユーザに対して出力を提供する前に、このようなフレーム同期が必要とされる。

【0003】被受信信号のための周波数基準は、受信機の発振器周波数と被受信信号の搬送周波数とを比較することにより求めることができる。周波数が高すぎたり低すぎる場合は、受信機の発振器を帰還構造に調整することができる。被受信信号の周波数基準は、バーストの所定の周波数修正部分を受信することによっても求めることができる。バーストの所定の周波数修正部分の受信された特性に基づいて、受信機の発振器周波数を再設定することができる。

【0004】従来の受信機においては、被受信信号は予測されるパターンと比較されて、タイミングおよび／または周波数基準を設定することが多い。このようなシステムでは、送信機から受信機に専用パターンを送信することが必要で、貴重な周波数スペクトルを消費し、システム容量が制約される。タイミング基準および／または修正周波数の設定に専用パターンを用いずにシステムを設定できると、システム容量が増大し、周波数スペクトルは温存される。

【0005】送信機および受信機に大きな周波数差がある場合は、上記の相関法には信頼性がなくなる。この大きな周波数差は、たとえば水晶誤差 (crystal error) などによる送信機と受信機の基準周波数の差によって起こることがある。さらに、このような大きな周波数差は、受信機が送信機に対して高速で移動するときにも起こることがある。たとえば、航空機や衛星が高速で移動中に、地上局または他の航空機や衛星と通信をすると、ドップラ周波数誤差が起こるのが普通である。送信機および受信機の周波数差が大きくなると、被受信信号は予測パターンとの相関範囲の外に移動する。このため、周波数差が大きくなるにつれて、被受信信号と予測パターンとの相関関係はますます失われ、そのためにタイミング基準を設定して、周波数を迅速に推定することがますます困難になる。

【0006】信号対雑音比が下がると、上記の方法はいずれも性能も下がる。信号対雑音比が下がると、予測パターンから雑音を区別することが難しくなる。

【0007】受信されたバーストの周波数を迅速確実に推定して、時間的オフセットを検出することができる無線受信機が必要である。

#### 【0008】

【実施例】図1は、本発明による無線受信機のブロック図である。アンテナ100は、無線周波数信号を受信し、無線周波数 (RF) 段110は、その無線周波数信号を同相信号 (I) と直角信号 (Q) とに変換する。アナログ-デジタル変換器120は、同相信号および直角信号をサンプリングして、タイミング回路130からのサンプル・タイミングにตอบสนองして、デジタル同相信号とデジタル直角信号とを生成する。周波数およびバースト検出器140は、アナログ-デジタル変換器120からのデジタル同相信号およびデジタル直角信号と、タイミング回路130からのサンプル時間とにตอบสนองして、粗タイミング基準 (coarse timing reference) Tと周波数推定値 f とを設定する。アナログ-デジタル変換器120からのデジタル同相信号およびデジタル直角信号は、バッファ150に格納される。周波数およびバースト検出器140からの粗タイミング基準Tにより示されるバーストが検出されると、バッファ150に格納された信号は受信機160に転送される。その後、受信機は、タイミング回路130に精密タイミング基準 (fine timing reference) を提供し、無線受信機の、たとえば音声デコーダ、データ・ユニットおよび呼処理装置に被受信データを送ることができる。RF段110において、受信機160により周波数の微調整も行われる。

【0009】本発明は、基準を設定するための専用パターンを必要とせず、バーストのタイミングを回復し、周波数を推定する。

【0010】大きなドップラ・シフトが起こると、専用パターンの決定的部分が改変されるので、被受信信号の

搬送波を回復するために、この改善された方法が必要になる。水晶誤差ならびにドップラ・シフトのために送信機と受信機に大きな周波数差があっても、本発明による確実なバースト検出および周波数推定は可能である。本発明においては、信号自身の特性が認識される。たとえば、信号がバーストを起こすと、定電力遷移特性を認識することができる。本発明は、たとえば被受信バーストの二次統計値を用いることができるので、確実にバーストを回復する。さらに本発明は、タイミング基準または周波数推定値を得るために専用パターンを必要としないので、システム容量を増大し、周波数スペクトルを温存する。本発明は、相関ピークの偽検出により信号対雑音比を低下させない。また、本発明はレーキ受信機などのようにタイミング基準を設定するための複数の受信機経路を必要としないので、処理時間を節約する。

【0011】周波数およびバースト検出器140は、新しいバーストが受信されるたびに継続して周波数推定値 f を提供する。受信機160は、これらの周波数推定値 f を用いて、バーストを得て、RF段110内で発振器の周波数を再設定するための周波数微調整を行う。タイミング回復と周波数推定は、受信機160の許容値内の精度を有して提供される。周波数微調整もまた、受信機160により、RF段110内で、周期的に、たとえば周波数修正バーストまたはフレーム部分が、その後確実に受信されると行うことができる。このような周波数修正バーストまたはフレーム部分は、受信機160によって周波数推定値が受信され、バーストが受信されるまでは受信されない。

【0012】周波数およびバースト検出器140が、粗タイミング基準Tにより示されるバーストを検出すると、タイミング回路130はバースト検出モードからゲート受信モード (gated receive mode) にモード変更を行う。バースト検出モードでは、タイミング基準は周波数およびバースト検出器140により、まだ求められておらず、情報を引き出して、受信機のユーザに対する出力を提供することができない。周波数およびバースト検出器140がタイミング基準を得た後で、タイミングはゆっくりと可変するという前提のもとで、情報を受信機160により被受信信号から得ることができる。モード・スイッチ180は、タイミング回路130にตอบสนองして、バースト検出モードとゲート受信モードとの間で切り替わる。ゲート受信モード中は、受信機160により精密タイミング基準を介してタイミングのゆっくりとした変動が修正される。受信機160は、被受信信号から情報を引き出すことで得た同期から精密タイミング基準を生成して、タイミングのゆっくりとした変動を補正する。

【0013】タイミング回路130は、アナログ-デジタル変換器120によるサンプリングの時刻を計測するためのサンプル時間を提供し、さらに周波数およびバースト

スト検出器 140 のデジタル回路のためのサンプル時間も提供する。タイミング回路 130 には、たとえば、ラッチとカウンタが含まれることがある。粗タイミング基準 T により示されるバーストを検出すると、ラッチが起動して、スイッチ 180 によるモード変更を起こす。カウンタがリセットして、粗タイミング基準 T に応答して計測を開始し、アナログ-デジタル変換器 120 および周波数およびバースト検出器 140 の時刻計測のためのサンプル時間を生成する。

【0014】図 2 は、本発明による、被受信バーストの周波数およびオフセットを推定する無線受信機の同期段の実施例のブロック図である。自己相関回路が自己相関量 (autocorrelation metric) を計算する。自己相関量とは、RF 段 110 により受信されたデジタル同相信号 (I) とデジタル直角信号 (Q) との自己相関列遅れを合計したものである。デジタル・フィルタ 220 は、自己相関回路 210 からの自己相関量を濾波して、被濾波信号を生成する。デジタル・フィルタ 220 は、予測されるバーストと一致すると、最大の信号対雑音比を提供することになる。相関フィルタ 220 は、好ましくは有限インパルス応答フィルタ (FIR: finite impulse response filter) または無限インパルス応答フィルタ

(IIR: infinite impulse response filter) として構築され、これらは相関フィルタのインパルス応答が予測されるバーストの大きさと期間とを表すように選択されたタップを有する。ピーク検出器 230 は、相関フィルタ 220 から濾波された信号のピークを検出する。ピークの位置は、ピーク検出器 230 の粗タイミング信号 T 出力により示される。ピーク検出器 230 は、バーストの先端を決定するために最大値法を用いることができる。ピーク検出器 230 は、パターン一致法を用いることもできる。周波数推定器 240 は、相関フィルタ 220 からの被濾波信号と、ピーク検出器 230 からの粗タイミング信号 T により示されるバーストの位置とに基づいて、バーストの周波数を推定する。ピークは、バーストの時間的オフセットまたは位置を示す。

【0015】図 3 は、本発明による自己相関回路のブロック図である。図示される自己相関回路は、無線受信機の無線周波数 (RF) 段からサンプリングされた同相

(I) および直角 (Q) ベースバンド信号を受信する。自己相関回路には、2つの経路、すなわち進み経路 (lead path) と遅れ経路 (lag path) がある。遅延素子 310 は、遅れ経路の遅延を設ける。この遅延は、サンプリング速度 R が十分に高く、遅延値を R で割り算した値がバーストの最大周波数オフセットに関して 1 より小さい場合は、ユニット遅延より大きくなるよう選択することができる。遅延は、バーストの離散周波数オフセットが 2 $\pi$  ラジアンより大きくなるために周波数推定値の誤差が大きくなるように選択される。この誤差が大きくなると、位相の重なりを避けることができなくな

る。2つの経路のうち1つの経路は、複素乗算器 330 内で2つの経路を乗算する前に、複素共役演算を行う。複素共役ブロック 320 は、好ましくは複素乗算器 330 前の遅れ経路内に設けられる。

【0016】図 4 は、本発明による自己相関回路の別のブロック図である。図 4 では、進み経路が進みフィルタ 340 を有し、遅れ経路が遅れフィルタ 350 を有する。計算を簡単にするために、いずれのフィルタ 340, 350 も線形であり、好ましくは有限インパルス応答フィルタ (FIR) である。進みフィルタ 340 と遅れフィルタ 350 は、自己相関回路 210 の出力が、図 3 の自己相関回路で得られたものよりも改善された信号対雑音比を有する自己相関推定値を提供し、線形位相を示すよう選択されたタップを有するので、周波数推定値にバイアスがかかることはない。被受信バーストの位置と周波数の推定値は、図 3 の構造にこのような進みフィルタ 340 および遅延フィルタ 350 を追加すると改善される。

【0017】図 5 および図 6 は、本発明による相関フィルタ 220 を実現する 2 つの代替実施例のブロック図を示す。相関フィルタ 220 は、図 5 による複素有限インパルス応答フィルタ (FIR) または図 6 による無限インパルス応答フィルタ (IIR) 内で実現することができる。図 5 の FIR フィルタは、一連の遅延段 410, 420, 430, 440 を有する。遅延段の数は、好ましくは、予測されるバーストの全長を捕捉するために必要なサンプル数 L より 1 少ない数である。各遅延段とその入力とが、タップ 450, 460, 470, 480, 490 内で、 $c_i$  ないし  $c_k$  の値で乗算される。タップ 450 ないし 490 の出力は、加算器 495 に送られる。タップ 450 ないし 490 は、好ましくは  $c_i$  ないし  $c_k$  の実数値のみを有する。タップ 450 ないし 490 が複素数値を有する場合、すなわちゼロでない実数部と虚数部の両方を有する場合は、複素乗算を用いてタップ 450 ないし 490 による重み付けを実行しなければならない。実際には、タップ 450 ないし 490 の実数値だけが必要とされることが多い。しかし、計算を簡単にして、電流ドレインを軽減し、処理時間を短縮するために複素数を必要とするタップを避けることもできる。

【0018】図 6 は、無限インパルス応答フィルタ (IIR) 内に実現される相関フィルタ 220 を示す。加算器 510 は、自己相関回路 210 からの入力と、タップ 520, 530, 540, 550 の出力を加算する。遅延段 560, 570, 580, 590 は、加算器 510 の結果を遅延させ、遅延結果をタップ 520 ないし 550 に帰還させる。タップ 520 ないし 550 は、遅延結果に  $c_i$  ないし  $c_k$  を乗算する。タップ 520 ないし 550 は、好ましくは  $c_i$  ないし  $c_k$  の実数値のみを有する。上記のように、タップ 520 ないし 550 が複素数を有するとき、すなわちゼロでない実数値と虚部の両方を有す

るときは、複素乗算を用いてタップによる重み付けを実行しなければならない。実際には、実数値のみが必要とされることが多い。

【0019】図7は、本発明の1つの実施例による粗タイミング基準Tを生成するピーク検出器230のブロック図である。図7の実施例は、最大値法を示す。相関フィルタ220からの複素数の絶対値（大きさ）をピーク検出中に決定する必要がある。絶対値回路610は、好ましくはピーク検出器230によって用いられる。絶対値回路610は、相関フィルタ220の出力の絶対値と等しい数量を導く。相関フィルタ220の出力の絶対値のみが、ピークの位置を決定するために必要とされる。ピークの位置により、被受信バーストの第1サンプルの位置が決まる。相関フィルタ220のタップは、バーストが雑音のない条件で現れると絶対値回路610の出力に1つのピークだけが現れるように選択されるという関係をピーク検出器との間に有する。

【0020】絶対値回路610は、入力の実部の2乗と虚部の2乗との和として組み込むこともできる。あるいは、絶対値回路を、入力の実部の絶対値と虚部の絶対値との和として組み込んでよい。

【0021】最大値検出器620は、絶対値回路610の出力に基づいてピークを検出する。最大値検出器620は、好ましくは、その絶対値が閾値より大きくなければピークが識別されない閾値を有する。この閾値は、雑音電力よりもかなり大きい、予測される信号のピーク電力よりはかなり低く、雑音の誤認定を避ける。この閾値より低いと検出されたピークはすべて、実際のバースト位置と間違われることはない。このような閾値は、電流チャネル雑音条件に基づいて、決定論的または動的である。

【0022】図8は、本発明による別のピーク検出器280のブロック図を示す。パターン一致検出器720は、絶対値回路710から出力された信号の形を、たとえば信号の形などの予測される波形にパターン一致させる。パターン一致検出器720は、たとえば信号の傾きまたは形など信号の別の特性を考慮に入れる。

【0023】図9は、本発明により周波数推定値を設ける周波数推定器240のブロック図を示す。周波数は、複素サンプルの数列から多くの方法で導き出すことができるが、周波数推定器の好適な実施例を図9に示す。相関フィルタ220の出力の複素共役は、遅延され、それ自身を乗じて積を出す。遅延段810は、出力信号を遅延させ、複素共役ブロック820が乗算器830による乗算の前に、複素共役を決定する。引き数演算子840が、積の虚部を積の実部で割り算したものの逆正接を決定する。サンプルーホールド850は、ピーク検出器230からの粗タイミング基準Tにより示される新しいバーストの位置にตอบสนองして、引き数演算子840の出力をゲート制御する。計数減率（スケーリング・ファク

タ）860は、ラジアン値を $R/2\pi$ でスケーリングすることによって、ラジアン単位の離散周波数推定値をヘルツ単位の周波数推定値に変換する。ただしRはサンプリング速度である。離散周波数推定値は、さらに、自己相関回路の遅延素子310により実現される遅延ユニット数に関して1でさらにスケーリングされねばならない。

【0024】添付の図面を参照して本明細書に開示された本発明の信号処理技術は、好ましくはデジタル信号プロセッサ（DSP）またはその他のマイクロプロセッサ上に実現される。しかし、この技術は全体的に、あるいは部分的に個別部品として実現することもできる。さらに、ある種の周知のデジタル処理技術は、実行例の選択によって、異なる方法で数学的に表現することができることを当業者には理解頂けよう。

【0025】本発明は上記の説明および図面に関して説明および図示されたが、この説明は例に過ぎず、本発明の精神および範囲から逸脱せずに、当業者により数多くの変更および修正が可能であることを理解されたい。これによって、タイミング回路130の出力が異なる回路によって必要とされ、他のすべての回路で必要とされるとは限らない。本発明は、ドップラ・シフト許容値を示すが、本発明は本明細書に記された別の利点を提供し、そのため、ドップラ・シフト許容値に対する必要性に関わらず、ページング、セルラおよび衛星通信システム受信機などすべての無線通信システムに適用することができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による無線受信機のブロック図である。

【図2】本発明による、被受信バーストの周波数とオフセットを推定する無線受信機の同期段の実施例のブロック図である。

【図3】本発明による自己相関回路のブロック図である。

【図4】本発明による自己相関回路のブロック図である。

【図5】本発明による相関フィルタのブロック図である。

【図6】本発明による相関フィルタのブロック図である。

【図7】本発明によるピーク検出器のブロック図である。

【図8】本発明によるピーク検出器のブロック図である。

【図9】本発明による周波数推定器のブロック図である。

#### 【符号の説明】

100 アンテナ

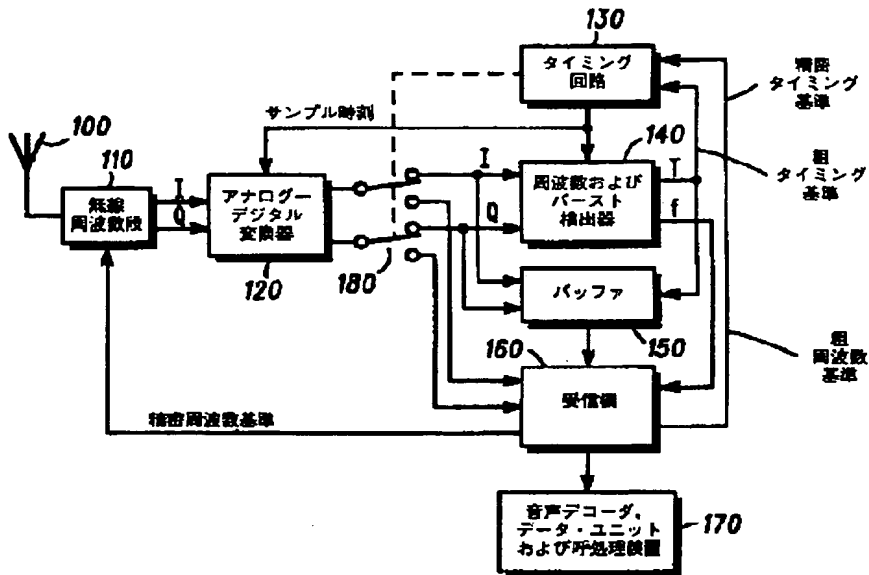
110 無線周波数段

120 アナログーデジタル変換器

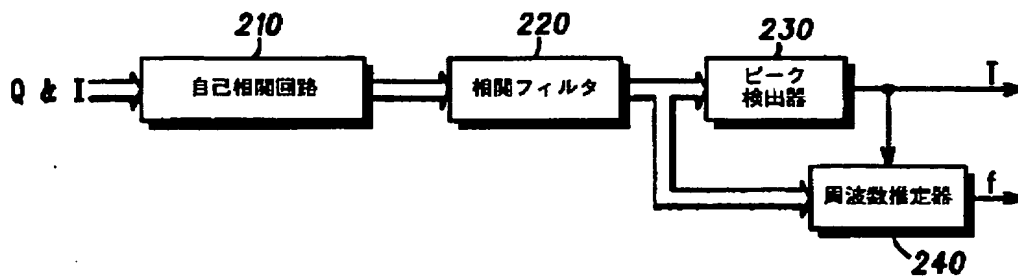
130 タイミング回路  
 140 周波数およびバースト検出器  
 150 バッファ  
 160 受信機

170 音声デコーダ、データ・ユニットおよび呼処理装置  
 180 モード・スイッチ

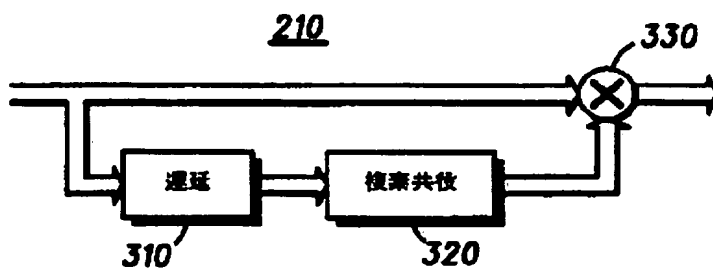
【図1】



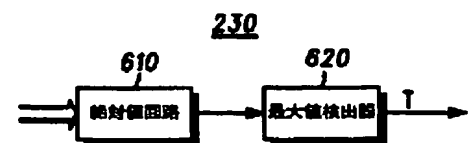
【図2】



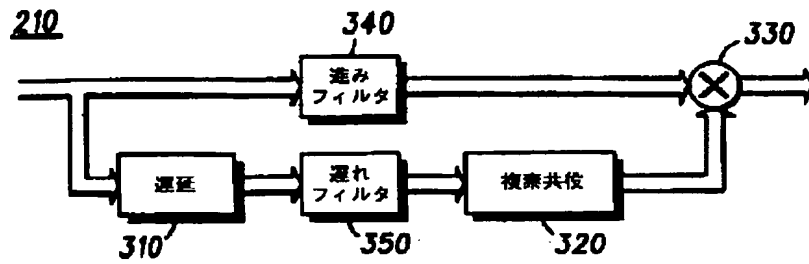
【図3】



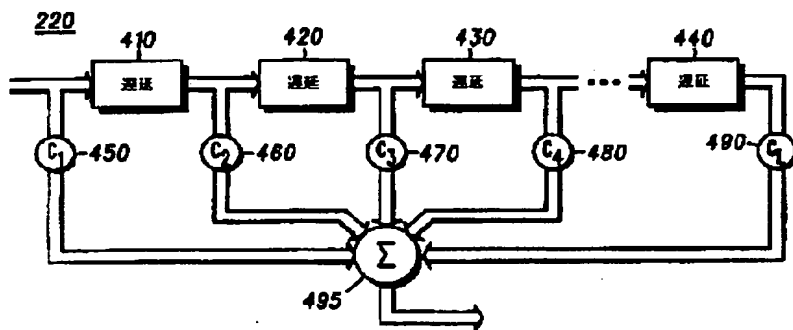
【図7】



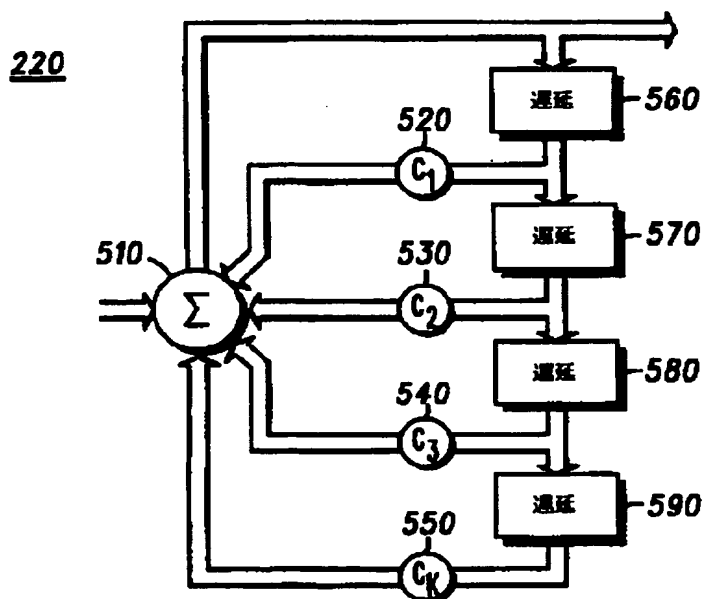
【図4】



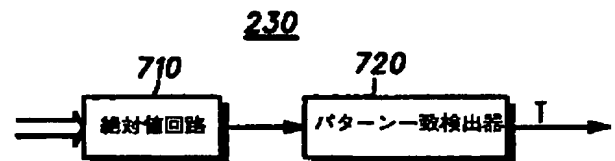
【図5】



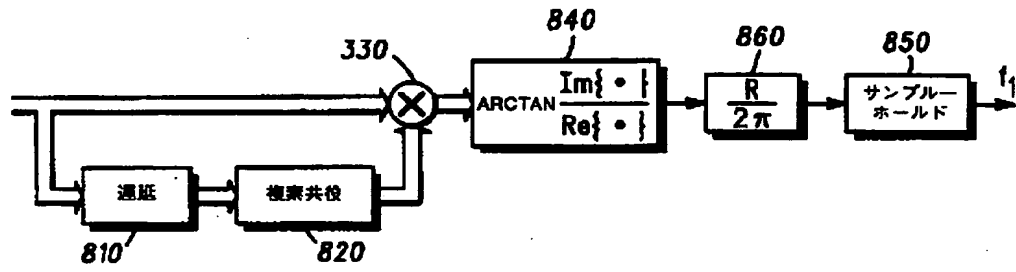
【図6】



【図8】



【図 9】





**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**